

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-259985

(43)Date of publication of application : 24.09.1999

(51)Int.Cl.

G11B 20/10  
G11B 7/00

(21)Application number : 10-055482

(71)Applicant : PIONEER ELECTRON CORP

(22)Date of filing : 06.03.1998

(72)Inventor : KURIBAYASHI HIROKI  
MIYANABE SHIYOUO

## (54) WAVEFORM EQUALIZER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve an S/N ratio without causing jitters in a read signal read from a record medium by outputting a filtering processed amplitude limit read signal limiting the amplitude level of the read signal with a prescribed amplitude limit value as an equalization corrective read signal.

**SOLUTION:** An amplifier 4 amplifies the read signal obtained from a recording disk 3 to a required value to output the read signal R. An amplitude limit circuit 51 limits the amplitude of the signal level of this read signal R by the prescribed amplitude limit value to output it as an amplitude limit read signal RLIM. This amplitude limit value is set larger than the read signal level of the shortest recording wavelength of the shortest runlength recording data, and smaller than the read signal level of the next shorter run-length recording data. Thus, the dispersion of the read signal level before/after zero cross in the read signal is suppressed forcibly, and interference between codes doesn't occur even when sufficient high band emphasis is performed by a high band emphasis filter 52.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-259985

(43)公開日 平成11年(1999) 9 月24日

(51)Int.Cl.<sup>9</sup>

G 1 1 B 20/10  
7/00

識別記号

3 2 1

F I

G 1 1 B 20/10  
7/00

3 2 1 A

T

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 11 頁)

(21)出願番号

特願平10-55482

(22)出願日

平成10年(1998) 3 月 6 日

(71)出願人

000005016

バイオニア株式会社

東京都目黒区目黒1丁目4番1号

(72)発明者

栗林 祐基

埼玉県鶴ヶ島市富士見6丁目1番1号バイオ  
ニア株式会社総合研究所内

(72)発明者

宮鍋 庄悟

埼玉県鶴ヶ島市富士見6丁目1番1号バイオ  
ニア株式会社総合研究所内

(74)代理人

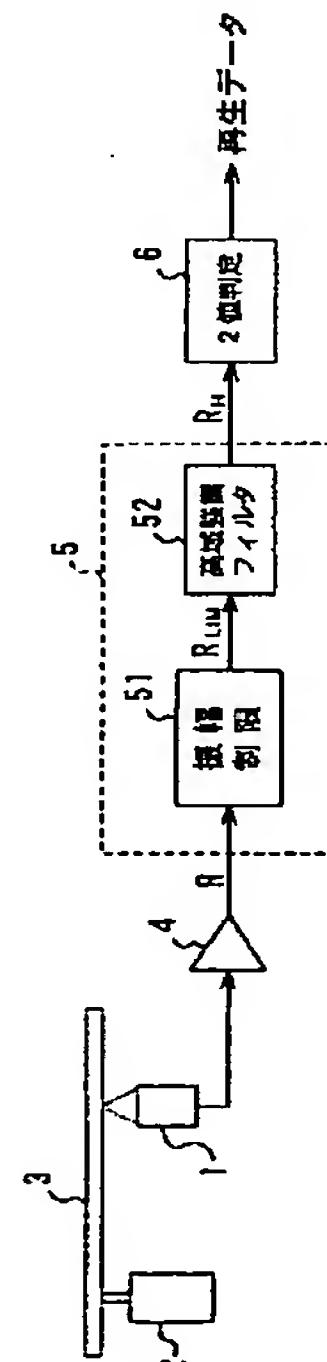
弁理士 藤村 元彦

(54)【発明の名称】 波形等化器

(57)【要約】

【課題】 記録媒体から読み取られた読取信号にジッタを生じさせることなく、S N比を改善させることが出来る波形等化器を提供することを目的とする。

【解決手段】 記録媒体から読み取られた読取信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限してからフィルタリング処理する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 記録媒体から読み取られた読取信号に対して波形等化を行って等化補正読取信号を得る波形等化器であって、

前記読取信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限して振幅制限読取信号を得る振幅制限手段と、

前記振幅制限読取信号をフィルタリング処理したものを前記等化補正読取信号として出力するフィルタと、からなることを特徴とする波形等化器。

【請求項2】 記録媒体から読み取られた読取信号に対して波形等化を行って等化補正読取信号を得る波形等化器であって、

前記読取信号をフィルタリング処理する第1フィルタと、

前記読取信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限して振幅制限読取信号を得る振幅制限手段と、

前記振幅制限読取信号をフィルタリング処理する第2フィルタと、

前記第1フィルタ及び前記第2フィルタ各々によってフィルタリング処理されて得られた信号同士を加算したものを前記等化補正読取信号として出力する加算器と、からなることを特徴とする波形等化器。

【請求項3】 記録媒体から読み取られた読取信号に対して波形等化を行って等化補正読取信号を得る波形等化器であって、

前記読取信号をフィルタリング処理する第1フィルタと、

前記第1フィルタによってフィルタリング処理されて得られた信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限して振幅制限読取信号を得る振幅制限手段と、

前記振幅制限読取信号をフィルタリング処理したものを前記等化補正読取信号として出力する第2フィルタと、からなることを特徴とする波形等化器。

【請求項4】 記録媒体から読み取られた読取信号に対して波形等化を行って等化補正読取信号を得る波形等化器であって、

前記読取信号をフィルタリング処理する第1フィルタと、

前記第1フィルタによってフィルタリング処理されて得られた信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限して振幅制限読取信号を得る振幅制限手段と、

前記振幅制限読取信号をフィルタリング処理する第2フィルタと、

前記第1フィルタによってフィルタリング処理されて得られた信号をフィルタリング処理する第3フィルタと、

前記第2フィルタ及び前記第3フィルタ各々によってフィルタリング処理されて得られた信号同士を加算したものを前記等化補正読取信号として出力する加算器と、からなることを特徴とする波形等化器。

【請求項5】 前記振幅制限手段は、前記振幅制限値に

て飽和する非線形な入出力特性にて前記読取信号の振幅レベルを変換したものを前記振幅制限読取信号とすることを特徴とする請求項1、2、3、4記載の波形等化器。

【請求項6】 前記振幅制限手段は、前記読取信号のゼロクロス時点の前後のサンプル値の平均値を求めこれを前記振幅制限値とすることを特徴とする請求項1、2、3、4記載の波形等化器。

【請求項7】 前記平均値が所定値と等しくなるように前記読取信号の信号レベルを調整する可変ゲインアンプを備えたことを特徴とする請求項6記載の波形等化器。

【請求項8】 前記振幅制限値は、前記記録媒体に記録された記録データの中でランレングスの最も短い記録データを読み取った際に得られる前記読取信号の信号レベルよりも大でありかつ次にランレングスの短い記録データを読み取った際に得られる前記読取信号の信号レベルよりも小であることを特徴とする請求項1、2、3、4記載の波形等化器。

【請求項9】 前記ランレングスの最も短い記録データとはランレングス3Tの記録データであり、その次にランレングスの短い記録データとはランレングス4Tの記録データであることを特徴とする請求項9記載の波形等化器。

【請求項10】 前記フィルタは、前記読取信号中における最短波長信号を強調する高域強調フィルタであることを特徴とする請求項1記載の波形等化器。

【請求項11】 前記第1フィルタ及び前記第2フィルタ各々は、前記読取信号中における最短波長信号を強調する高域強調フィルタであることを特徴とする請求項2、3記載の波形等化器。

【請求項12】 前記第1フィルタ、前記第2フィルタ及び前記第3フィルタは、前記読取信号中における最短波長信号を強調する高域強調フィルタであることを特徴とする請求項4記載の波形等化器。

【請求項13】 前記高域強調フィルタは、 $(-k, k, 1, k, -k)$ なるタップ係数を有するFIRフィルタであることを特徴とする請求項11、12、13記載の波形等化器。

【請求項14】 前記第2フィルタは、 $(-k, k, 0, k, -k)$ なるタップ係数を有するFIRフィルタであることを特徴とする請求項2、4記載の波形等化器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、記録媒体から記録情報の再生を行う記録情報再生装置における波形等化器に関する。

【0002】

【従来の技術】デジタルデータが高密度記録されている記録媒体から読み取られた読取信号のSN比を改善す

べく、かかる読取信号に対して高域を強調するフィルタリング処理を施して波形等化を行う技術が知られている。この際、読取信号に対する高域の強調具合を高めるほどSN比の改善率を高めることが出来るが、高域を強調し過ぎると符号間干渉が増加し、逆にジッタが発生してしまうという問題があった。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、かかる問題を解決すべくなされたものであり、記録媒体から読み取られた読取信号にジッタを生じさせることなく、SN比を改善させることが出来る波形等化器を提供することを目的とする。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明による波形等化器は、記録媒体から読み取られた読取信号に対して波形等化を行って等化補正読取信号を得る波形等化器であって、前記読取信号の振幅レベルを所定の振幅制限値にて制限して振幅制限読取信号を得る振幅制限手段と、前記振幅制限読取信号をフィルタリング処理したものを前記等化補正読取信号として出力するフィルタとを有する。

【0005】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例について説明する。図1は、本発明による波形等化器を備えた記録情報再生装置の構成を示す図である。図1において、ピックアップ1は、スピンドルモータ2によって回転する記録ディスク3に記録されている記録情報を読み取り、この際得られた読取信号をアンプ4に供給する。アンプ4は、かかる読取信号を所望に増幅して得られた読取信号Rを波形等化器5に供給する。

【0006】波形等化器5における振幅制限回路51は、上記読取信号Rの信号レベルを図2(a)又は図2(b)に示されるが如き入出力特性にて変換することにより、かかる読取信号Rに振幅制限を施し、この際得られた振幅制限読取信号 $R_{lim}$ を高域強調フィルタ52に供給する。この際、振幅制限回路51が図2(a)に示されるが如き特性を有するものであれば、読取信号Rの信号レベルが所定の振幅制限値 $T_h$ よりも小であり、かつ振幅制限値 $-T_h$ よりも大である場合には、この読取信号Rの信号レベルをそのまま振幅制限読取信号 $R_{lim}$ として出力する。一方、読取信号Rの信号レベルが振幅制限値 $T_h$ よりも大である場合には、この振幅制限値 $T_h$ 自体を振幅制限読取信号 $R_{lim}$ として出力する。又、読取信号Rの信号レベルが振幅制限値 $-T_h$ よりも小である場合には、この振幅制限値 $-T_h$ 自体を振幅制限読取信号 $R_{lim}$ として出力する。

【0007】一方、振幅制限回路51が図2(b)に示されるが如き特性を有するものであれば、上記振幅制限値 $T_h$ 及び $-T_h$ にて飽和する非線形飽和特性にて上記読取信号Rの振幅制限を行うのである。高域強調フィルタ52は、かかる振幅制限回路51から供給された振幅制

限読取信号 $R_{lim}$ の高域成分のレベルを強調し、これを等化補正読取信号 $R_e$ として2値判定回路6に供給する。2値判定回路6は、かかる等化補正読取信号 $R_e$ の信号レベルに基づいて、これが論理レベル"1"及び"0"のいずれに相当するものであるのかを判定し、その判定結果を再生データとして出力する。

【0008】次に、上記波形等化器5の動作について説明する。図1に示されるが如き記録情報再生系の再生特性は、そのカットオフ波長が、

【0009】

【数1】 $\lambda/2NA$

$\lambda$ : ピックアップ1における光源の波長

$NA$ : ピックアップ1における対物レンズの開口数

にて決定するLPF(ローパスフィルタ)特性となる。

例えば、DVDでは記録密度を高めるべく、最短記録波長の信号、すなわち8/16変調におけるランレングス3T(Tは、情報データ系列のビット間隔を示す)に対応した信号を、その再生特性におけるカットオフ波長近傍に設定するので、このランレングス3Tに対応した読取信号のレベルは低下する。

【0010】そこで、かかるランレングス3Tの信号に対するSN比を改善すべく、高域強調フィルタ52にて、このランレングス3Tの信号に対応した高周波数成分を持ち上げる。この際、高域強調フィルタ52にて過度な高域強調が為されると符号間干渉が生じ、逆にジッタが発生してしまうことになるが、本発明による波形等化器においては、このジッタの発生を防止すべく振幅制限回路51を設けている。

【0011】図3は、かかる振幅制限回路51によるジッタの発生を防止する動作原理を、DVDに用いられる8/16変調の如き最小反転間隔が3TであるRLL(RunLength Limited)符号を用いて記録されたデータを再生する場合について示した図である。記録データは、最小反転間隔が3Tであるので、記録データの「1」または「-1」は必ず3個以上連続する。したがって、 $D_{-1}$ と $D_1$ との間で、「1」から「-1」にデータが反転する場合には、 $D_{-2}$ 、 $D_{-3}$ は「1」、 $D_2$ と $D_3$ は「-1」に確定する。Xにて示した、 $D_{-4}$ 以前のデータと $D_4$ 以降のデータは1、-1のどちらの場合もあり得ることを示している。

【0012】このような記録データを読み取った際に得られる読取信号の波形は、その周辺の記録データパターン( $D_{-4}$ 以前のデータと $D_4$ 以降のデータが「1」、「-1」のいずれであるか)の組み合わせにより、無数のパターンが存在するが、いずれの場合の波形のゼロクロス点での値 $y_0$ は0に収束している(即ち、符号間干渉(ジッタ)がゼロである)ものとする。

【0013】ここで、上記高域強調フィルタ52が、仮に図4(a)に示されるが如きFIR(Finite Impulse Response)フィルタであるとする。尚、図4(a)に示



されるFIRフィルタは、単位遅延素子 $FD_1 \sim FD_4$ と、各々が乗算係数 $\{-k, 1, -k\}$ を有する係数乗算器 $M_1 \sim M_3$ と、係数乗算器 $M_1 \sim M_3$ の出力を総和したものを等化補正読取信号 $R_n$ として出力する加算器ADとからなる、いわゆるコサインイコライザである。

【0014】この際、かかるFIRフィルタが上記ゼロクロス点にて高域強調を実施した際に得られる信号 $z$ は、

【0015】

【数2】 $z_0 = (-k) \cdot y_{-2} + y_0 + (-k) \cdot y_2$

$y_{-2}$ ：ゼロクロス点の直後2番目に離れた位置での読取信号レベル

$y_0$ ：ゼロクロス点での読取信号レベル

$y_2$ ：ゼロクロス点の直前2番目に離れた位置での読取信号レベル

となる。

【0016】ところが、図3の読取信号 $R$ の各種波形にも示されているように、 $y_{-2}$ 及び $y_2$ の取り得る値は、周辺の記録データパターンにより様々な値となるので、単に上式に従った高域強調を行うと、これら $y_{-2}$ 及び $y_2$ のばらつきの影響がそのまま符号間干渉として現れてしまう。そこで、振幅制限回路51により、読取信号 $R$ に対して振幅制限値 $T_n$ 及び $-T_n$ で振幅リミットを掛けて、上記 $y_{-2}$ 及び $y_2$ のばらつきを $y'_{-2}$ 及び $y'_2$ の如く強制的に抑える。これら信号 $y'_{-2}$ 及び $y'_2$ を用いて、\*

$$R_n = (-k) \cdot y'_{-2} + k \cdot (y'_{-1}) + y'_0 + k \cdot (y'_1) + (-k) \cdot y'_2 \\ = y'_0 + k(y'_{-1} - y'_{-2}) + k(y'_1 - y'_2)$$

となり、 $y'_{-1} = y'_{-2}$ 、 $y'_1 = y'_2$ なる条件を満たせば、係数 $k$ の値すなわち、高域の強調量に拘わらず符号間干渉は生じない。

【0021】以上の如く、本発明による波形等化器5では、読取信号 $R$ に対して所定の振幅制限値にて振幅制限を施してから高域強調フィルタ52によるフィルタリング処理を行う構成としている。この際、上記振幅制限値は、ランレングスの最も短い記録データ（ランレングス3Tの記録データ）を読み取った際に得られる最短記録波長の信号レベルよりも大でありかつ次にランレングスの短い記録データ（ランレングス4Tの記録データ）を読み取った際に得られる読取信号レベルよりも小に設定している。

【0022】よって、かかる構成によれば、高域強調した際に符号間干渉が生ずる原因となるところの読取信号中におけるゼロクロス前後の読取信号レベルのばらつきが強制的に抑えられるので、高域強調フィルタ52にて十分な高域強調を行っても符号間干渉は生じないのである。尚、波形等化器5の内部構成は図1に示されるものに限定されるものではない。

【0023】図5は、波形等化器5の他の構成を示す図である。図5において、振幅制限回路51及び高域強調フィルタ52による信号処理は、図1に示されるものと

\*【0017】

【数3】 $z_0' = (-k) \cdot y'_{-2} + y'_0 + (-k) \cdot y'_2$

なる演算を行うことにより、 $z_0'$ のばらつき（ジッタ）の発生を防止できる。かかる動作により、符号間干渉を生じさせることなく、高域強調フィルタ52での十分な高域強調を実施可能とするのである。尚、振幅制限値 $T_n$ 及び $-T_n$ における絶対値 $T_n$ は、最短波長となるランレングス3Tの読取信号レベルよりも大であり、かつその次にランレングスの短い4Tの読取信号レベルよりも小なる値に設定する。

【0018】又、上記高域強調フィルタ52は、実際には、図4(b)に示すような $(-k, k, 1, k, -k)$ なるタップ係数のFIRフィルタを用いる。尚、図4(b)に示されるFIRフィルタは、単位遅延素子 $FD_1 \sim FD_4$ と、各々が乗算係数 $\{-k, k, 1, k, -k\}$ を有する係数乗算器 $M_1 \sim M_5$ と、係数乗算器 $M_1 \sim M_5$ の出力を総和したものを等化補正読取信号 $R_n$ として出力する加算器ADとからなる、いわゆるコサインイコライザである。

【0019】かかる構成からなる高域強調フィルタ52によれば、ゼロクロス時点にて出力される等化補正読取信号 $R_n$ は、

【0020】

【数4】

同一である。しかしながら、図5に示される波形等化器では、アンプ4から供給される読取信号 $R$ に対して高域強調を掛ける第2の高域強調フィルタ53を更に設ける構成としている。これら高域強調フィルタ52及び53各々から出力された高域強調読取信号同士を加算器54にて加算したものを等化補正読取信号 $R_n$ として2値判定回路6に供給するのである。

【0024】図6は、図5に示される波形等化器5の具体例を示す図である。図6においては、高域強調フィルタ52を、単位遅延素子 $FD_1 \sim FD_4$ と、各々が乗算係数 $\{-k, k, k, -k\}$ を有する係数乗算器 $M_1, M_2, M_4$ 及び $M_3$ と、これら係数乗算器各々の出力を総和したものを出力する加算器ADとからなる、タップ係数 $(-k, k, 0, k, -k)$ のFIRフィルタにて実現する。

【0025】本発明におけるジッタ発生防止の原理は、振幅制限回路51にて読取信号を振幅制限することにより、図3における $y_{-2}$ 及び $y_2$ のばらつきを強制的に抑えることにある。この際、ゼロクロス点での信号レベル $y_0$ は略0なので、振幅制限の前後でその信号レベルは変化しない。そこで、図4(b)の係数乗算器 $M_3$ にて実施される係数乗算を、図6に示されるが如く、高域強調フィルタ53において実施し、その結果を高域強調フ

フィルタ52の出力と加算(加算器54)するようにしても、振幅制限回路51によるジッタ発生防止の効果は発揮されるのである。

【0026】尚、図3の説明では、読取信号Rに符号間干渉がなく、 $y_0$ が0に収束している場合について説明したが、符号間干渉が存在する場合には、図6に示される高域強調フィルタ53で適度の高域強調を施して符号間干渉を除去して $y_0$ が0に収束する信号を生成し、これを高域強調フィルタ52の出力と加算するようにしても良い。

【0027】一方、図1に示される波形等化器5の構成では、振幅制限回路51によって低域の信号レベルが制限されるので、高域強調を高めると高域の信号レベルよりも低域の信号レベルが低くなってしまう場合がある。しかしながら、図6に示される構成では、振幅制限回路51で低域の信号レベルが低下することはないので、その情報再生精度は図1に示されるものに比して高い。

【0028】更に、波形等化器5としては、図7に示されるが如く、図1の波形等化器5の前段に、アンプ4から供給される読取信号Rに対して高域強調を掛ける高域強調フィルタ55を、読取信号Rに含まれる符号間干渉を予め除去するように構成しても良い。更に、上記波形等化器5としては、図8に示されるが如き、図5の波形等化器5の前段に上記高域強調フィルタ55を備えた形態であっても良い。この際、かかる高域強調フィルタ55は、ランゲンス3Tに対応した読取信号、すなわち最短波長信号のレベルが極端に低下した場合に、これを持ち上げる為に用いられる。

【0029】又、上記実施例においては、振幅制限回路51における振幅制限値 $T_n$ 及び $-T_n$ を所定の固定値として説明したが、この振幅制限値を読取信号Rのレベルに応じて自動生成するようにしても良い。図9は、かかる点に鑑みて為された振幅制限回路51の内部構成を示す図である。

【0030】図9において、振幅制限値生成回路511は、読取信号Rにおけるゼロクロス時点に最も近いサンプル点での読取信号レベルの絶対値の平均を求め、これを振幅制限値 $T_n$ としてリミッタ510に供給する。リミッタ510は、かかる振幅制限値 $T_n$ に基づき読取信号Rに対する振幅制限を行って振幅制限読取信号 $R_{lim}$ を得る。

【0031】ここで、振幅制限値生成回路511は、絶対値化回路512、ゼロレベル検出回路513、ローパスフィルタ514、フリップフロップD1~D3、オアゲートOR、及びスイッチSWから構成される。かかる構成からなる振幅制限値生成回路511の内部動作波形の一例を図10に示す。かかる振幅制限値生成回路511における絶対値化回路512は、読取信号Rの絶対値を求めこれを読取信号絶対値 $R_a$ としてフリップフロップD1に供給する。フリップフロップD1は、かかる読

取信号絶対値 $R_a$ を1サンプリング周期分だけ遅延させたものを遅延読取信号絶対値 $R_d$ としてスイッチSWに供給する。ゼロレベル検出回路513は、読取信号Rがゼロレベルになった場合に限り論理レベル"1"のパルス信号 $R_z$ を発生する。フリップフロップD1及びD2は、かかるパルス信号 $R_z$ を2サンプリング周期分だけ遅延させたものを遅延パルス信号 $R_{zd}$ としてオアゲートORに供給する。オアゲートORは、上記パルス信号 $R_z$ 又は遅延パルス信号 $R_{zd}$ のいずれか一方が論理レベル"1"である期間中に限り論理レベル"1"のスイッチオン信号 $R_s$ を発生し、これをスイッチSWに供給する。スイッチSWは、論理レベル"1"のスイッチオン信号 $R_s$ が供給されている間に限りオン状態となって、上記遅延読取信号絶対値 $R_d$ をローパスフィルタ514に供給する。ローパスフィルタ514は、かかる遅延読取信号絶対値 $R_d$ の平均値を求めこれを振幅制限値 $T_n$ としてリミッタ510に供給する。

【0032】振幅制限値生成回路511は、かかる構成により、図10に示される読取信号R中における各サンプル値 $\{r_1 \sim r_{11}\}$ の内、ゼロクロス時点に最も近いサンプル値 $\{r_2, r_4, r_6, r_8, r_{10}\}$ の絶対値 $\{-r_2, r_4, r_6, -r_8, -r_{10}\}$ の平均を振幅制限値 $T_n$ とするのである。尚、上記振幅制限回路51としては、図9に示されるものに限定されるものではなく、図11に示されるが如き構成を採用しても良い。

【0033】図11に示される振幅制限回路51では、図9に示される構成と同様に、振幅制限値生成回路511で求めた振幅制限値 $T_n$ にて読取信号に対する振幅制限を実行しつつも、かかる振幅制限値 $T_n$ が所定の目標振幅制限値 $T_{n0}$ に収束するように帰還制御を行っている。すなわち、減算器516及びループフィルタ517により、上記振幅制限値 $T_n$ と目標振幅制限値 $T_{n0}$ との誤差値を求め、かかる誤差値に基づいたゲインにて読取信号に対する増幅を行う。つまり、図1に示されるアンプ4に代わり、図11に示されるが如きゲイン可変アンプ4'を用いるのである。

【0034】図12は、振幅制限値生成回路511にて求められた振幅制限値 $T_n$ が目標振幅制限値 $T_{n0}$ に満たない場合における内部動作波形を示す図であり、ゲイン可変アンプ4'のゲインは不足状態にある。よって、この際、ループフィルタ517は正極性の誤差値を出力することになり、ゲイン可変アンプ4'のゲインが増大する方向に帰還制御される。これにより、読取信号Rの振幅レベルは全体的に大となる。

【0035】一方、図13は、振幅制限値生成回路511にて求められた振幅制限値 $T_n$ が、目標振幅制限値 $T_{n0}$ を越えている場合における内部動作波形を示す図であり、ゲイン可変アンプ4'のゲインは過大状態にある。よって、この際、ループフィルタ517は負極性の誤差値を出力することになり、ゲイン可変アンプ4'のゲイ



ンが減少する方向に帰還制御される。これにより、読取信号Rの振幅レベルは全体的に小となる。

【0036】尚、図11に示される実施例においては、リミッタ510は、振幅制限値生成回路511にて求めた振幅制限値 $T_h$ を用いる構成としているが、かかる振幅制限値 $T_h$ に代わり上記目標振幅制限値 $T_{h0}$ を用いるようにしても良い。又、振幅制限値生成回路511の内部構成としては、図9に示されるものに限定されるものではなく、例えば、図14に示される構成を採用しても良い。

【0037】図14に示される振幅制限値生成回路511では、読取信号Rの振幅レベルを検出し（振幅検出回路518）、この検出した振幅レベルに所定値kを乗算（乗算器519）したものを上記振幅制限値 $T_h$ として出力するものである。又、図9及び図11に示されるリミッタ510としては、図15に示されるが如きアナログリミッタを用いても良い。

【0038】図15に示されるアナログリミッタは、入力信号INのレベルが、

【0039】

$$【数5】 |(R2/R1) \cdot IN| < |V_d|$$

$V_d$ ：ダイオードD1及びD2の順方向電圧

である場合には、ダイオードD1及びD2は共にオフ状態となるので、実質的には抵抗R1、R2及びオペアンプOPからなる反転アンプの動作となる。すなわち、その出力信号OUTは、

【0040】

$$【数6】 OUT = -(R2/R1) \cdot IN$$

となる。一方、入力信号INのレベルが、

【0041】

$$【数7】 -(R2/R1) \cdot IN > V_d$$

である場合には、ダイオードD2が順方向バイアスされて導通状態となるので、この際、出力信号OUTはダイオードD2の順方向電圧 $V_d$ にてその最大レベルを制限されることになる。又、入力信号INのレベルが、

【0042】

$$【数8】 -(R2/R1) \cdot IN < -V_d$$

である場合には、ダイオードD1が順方向バイアスされて導通状態となるので、この際、出力信号OUTは $-V_d$ にてその最小レベルを制限されることになる。以上の如き動作により、図15に示されるアナログリミッタは、図16に示されるが如き入出力特性にて読取信号に対する振幅制限を実現するのである。

【0043】又、図9及び図11に示されるリミッタ510としては、図17に示されるが如き構成を採用しても良い。図17において、比較器CM1は、入力信号INと、振幅制限値 $T_h$ との大小比較を行い、入力信号INの方が大である場合には論理レベル"1"、入力信号INの方が小である場合には論理レベル"0"の比較結果信号GTを発生し、これをセクタSEL1に供給する。

セクタSEL1は、上記入力信号IN及び振幅制限値 $T_h$ の内から、比較結果信号GTの論理レベルに応じた方を択一的に選択してこれをセクタSEL2に供給する。つまり、セクタSEL1は、比較結果信号GTが論理レベル"1"、すなわち入力信号IN及び振幅制限値 $T_h$ の中で、入力信号INの方が大である場合には振幅制限値 $T_h$ を選択してこれをセクタSEL2に供給する。一方、比較結果信号GTが論理レベル"0"、すなわち入力信号INの方が小である場合には、入力信号INを選択してこれをセクタSEL2に供給する。

【0044】乗算器MUは、振幅制限値 $T_h$ に"-1"を乗算することにより振幅制限値 $T_h$ の極性を反転した振幅制限値 $-T_h$ を求め、これをセクタSEL2及び比較器CMP2に供給する。比較器CMP2は、上記入力信号INと、上記振幅制限値 $-T_h$ との大小比較を行い、入力信号INの方が小である場合には論理レベル"1"、入力信号INの方が大である場合には論理レベル"0"の比較結果信号LTを発生し、これをセクタSEL2に供給する。セクタSEL2は、セクタSEL1から供給された値、及び上記振幅制限値 $-T_h$ の内から、比較結果信号LTの論理レベルに応じた方を択一的に選択し、これを出力信号OUTとして出力する。つまり、セクタSEL2は、比較結果信号LTが論理レベル"1"、すなわち入力信号IN及び振幅制限値 $T_h$ の中で入力信号INの方が小である場合には振幅制限値 $-T_h$ を出力する一方、比較結果信号LTが論理レベル"0"、すなわち入力信号INの方が大である場合には、セクタSEL1から供給された値を出力するのである。

【0045】以上の如き構成により、図17に示されるリミッタにおいては、

【0046】

$$【数9】 |IN| < T_h \text{ の場合には、 } OUT = IN$$

$$IN > T_h \text{ の場合には、 } OUT = T_h$$

$$IN < -T_h \text{ の場合には、 } OUT = -T_h$$

なる入出力特性にて読取信号Rに対する振幅制限を実現するのである。尚、上記振幅制限回路51の他の実現方法としては、図2(a)又は図2(b)に示されるが如き非線形な入出力特性を、アドレス-読出データの関係に置き換えたメモリテーブルを有するROMを用いる方法がある。

【0047】図18(a)は、かかるROMを用いて実施した振幅制限回路51の構成例を示す図であり、図18(b)は、このROMのメモリテーブルの一例を示す図である。更に、上記振幅制限回路51を実現する方法として、A/D変換器を用いる方法がある。この際、かかるA/D変換器としてはフラッシュ型のものを用い、そのA/D変換器に備えられているエンコード回路の変換テーブルに対して図18(b)に示されるような変更を加える。すなわち、振幅制限値 $T_h \sim -T_h$ の範囲を越える出力に対しては、これを振幅制限値 $T_h$ 又は $-T_h$ な

る固定値に変換するような変換テーブルを用いるのである。

【0048】又、上記実施例においては、高域強調フィルタ52として、FIRフィルタを用いた例を示したが、アナログの高域強調フィルタであっても良い。更に、本発明では、過度な高域強調によるジッタの発生を防止する方法について説明したが、例えば、高域を減衰し過ぎることによるジッタの発生を防止する場合にも適用できる。その際には、高域強調フィルタ52を、最短波長信号（ランレングス3T）よりも高域をカットするローパスフィルタとすれば良い。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による波形等化器を備えた記録情報再生装置の構成を示す図である。

【図2】振幅制限回路51における入出力特性を示す図である。

【図3】振幅制限回路51によるジッタ発生の防止動作を示す図である。

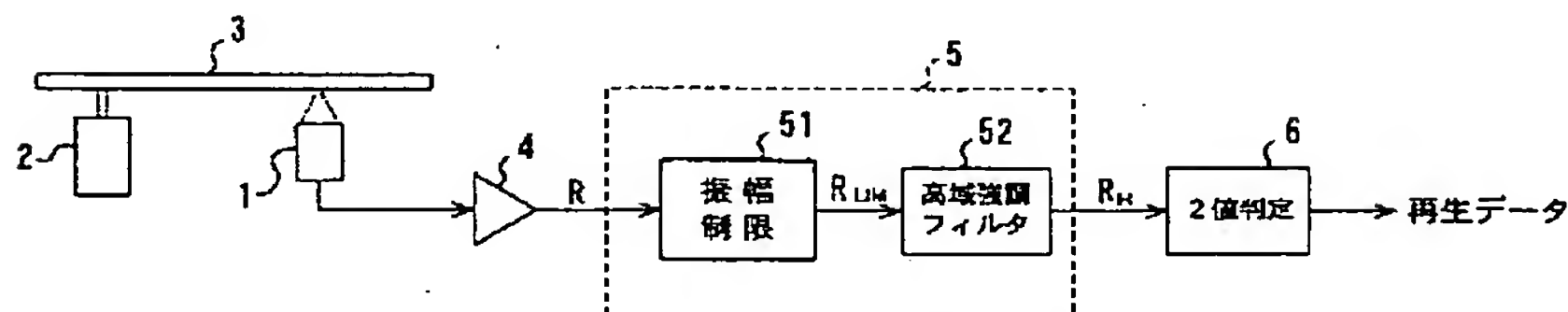
【図4】高域強調フィルタ52としてのFIRフィルタの一例を示す図である。

【図5】波形等化器5の内部構成の他の一例を示す図である。

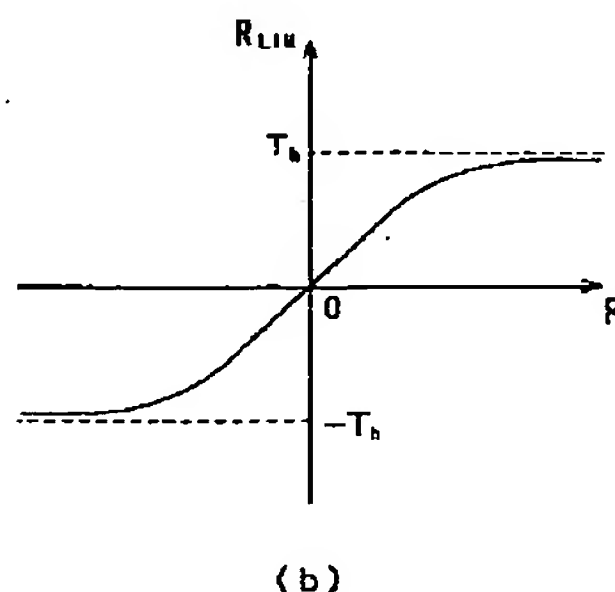
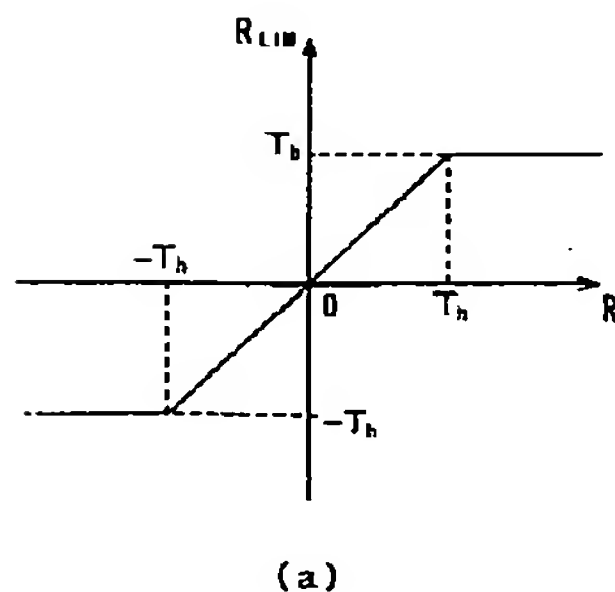
【図6】図5に示される波形等化器5の具体的な構成を示す図である。

【図7】波形等化器5の内部構成の他の一例を示す図で\*

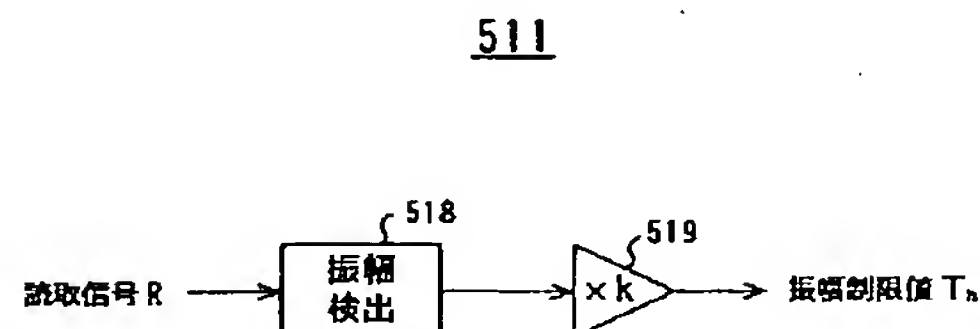
【図1】



【図2】

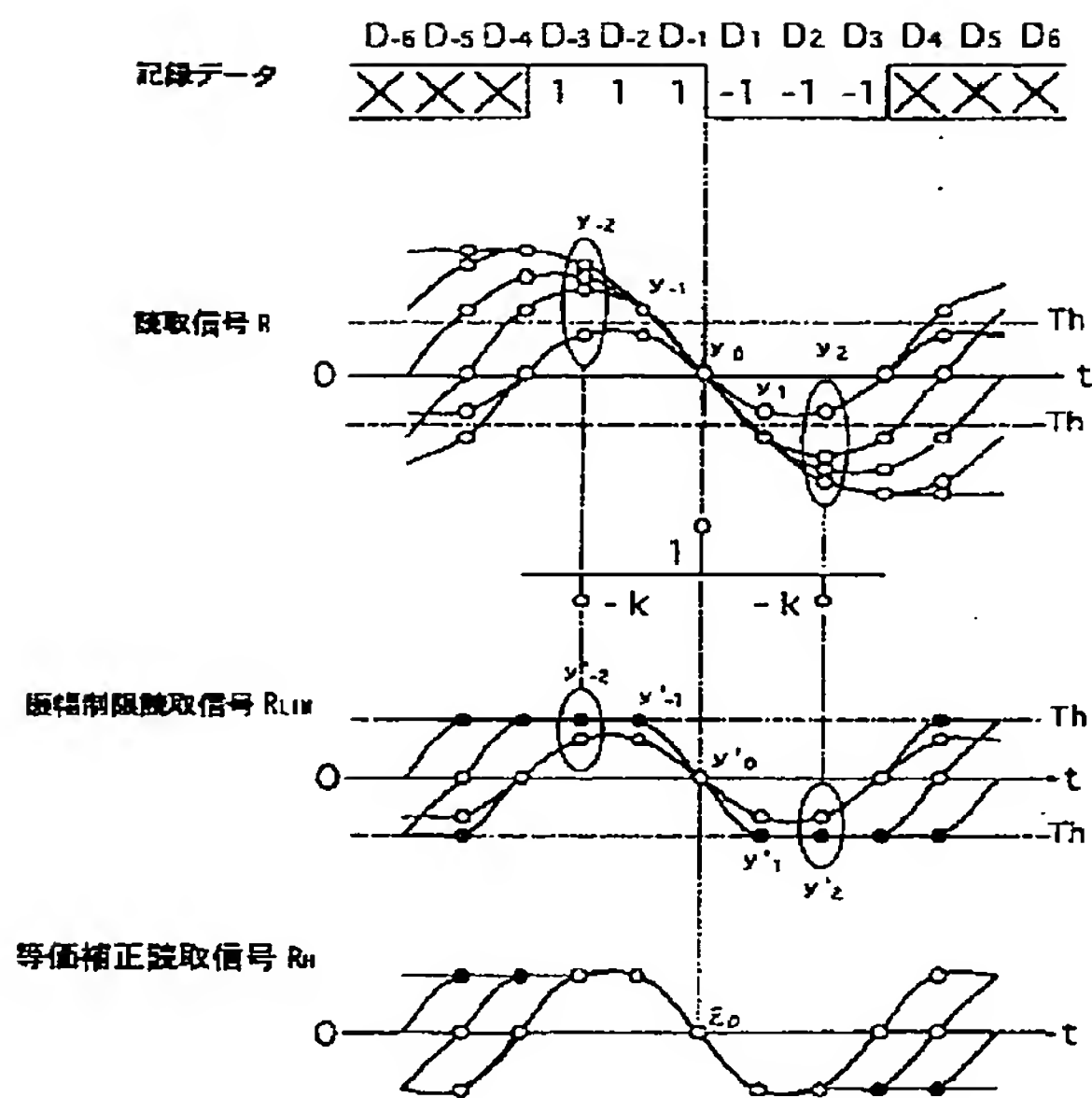


【図14】

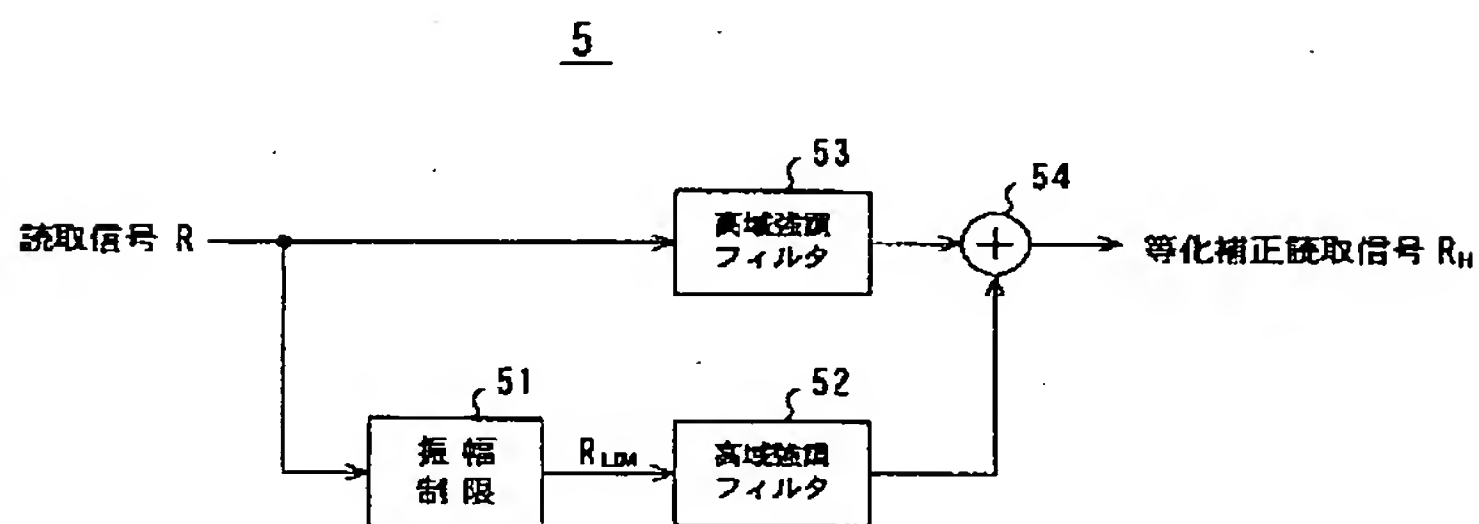




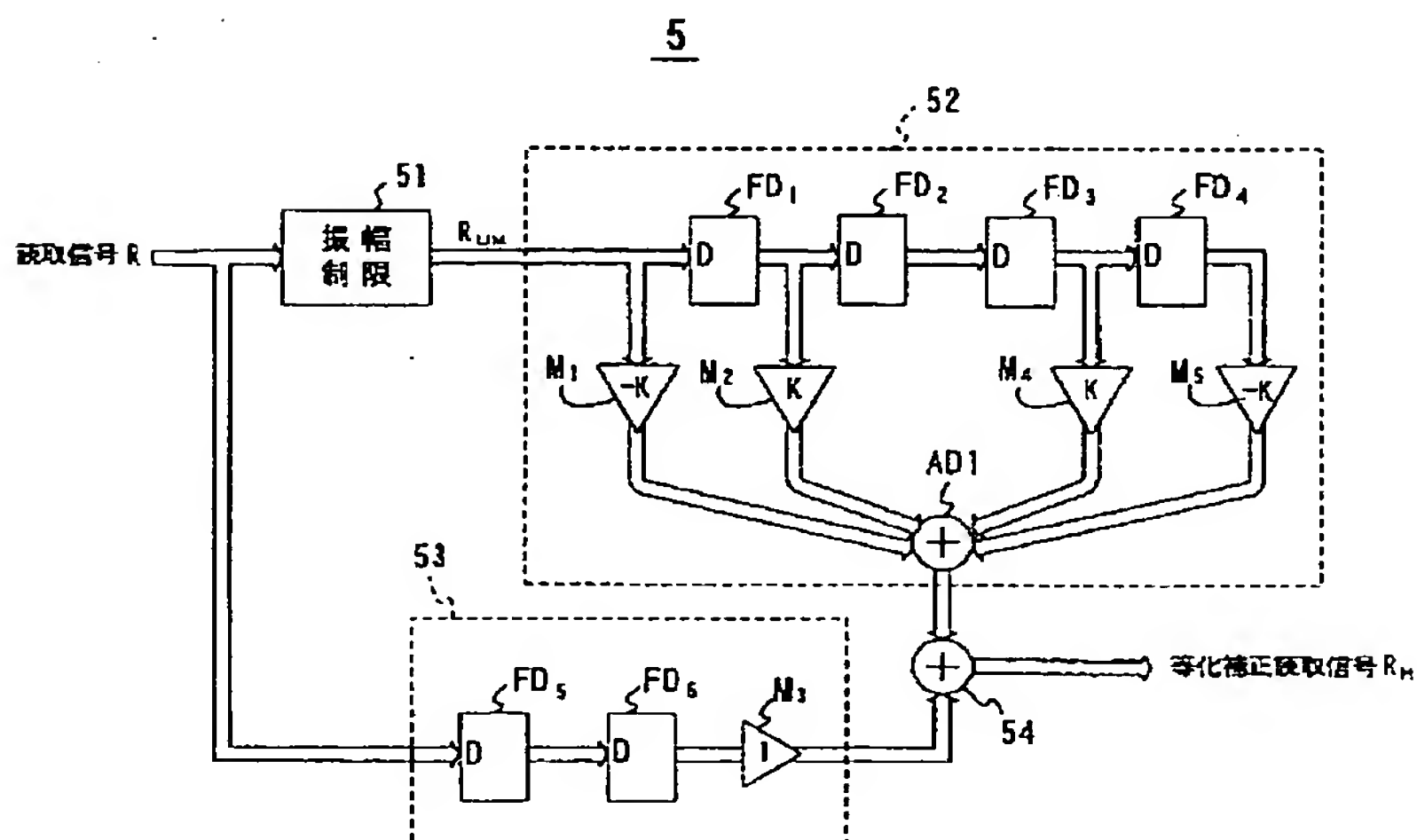
【図3】



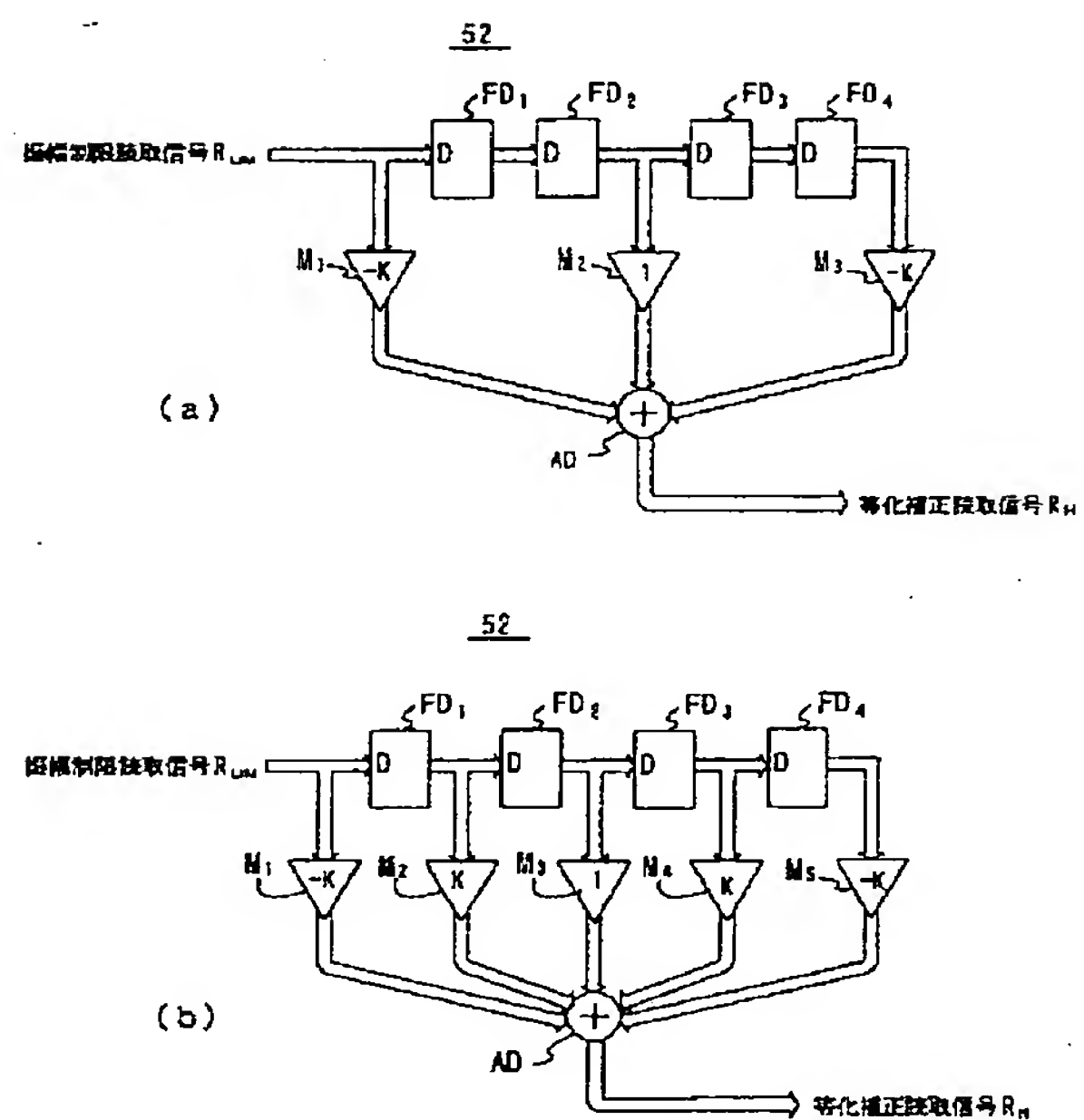
【図5】



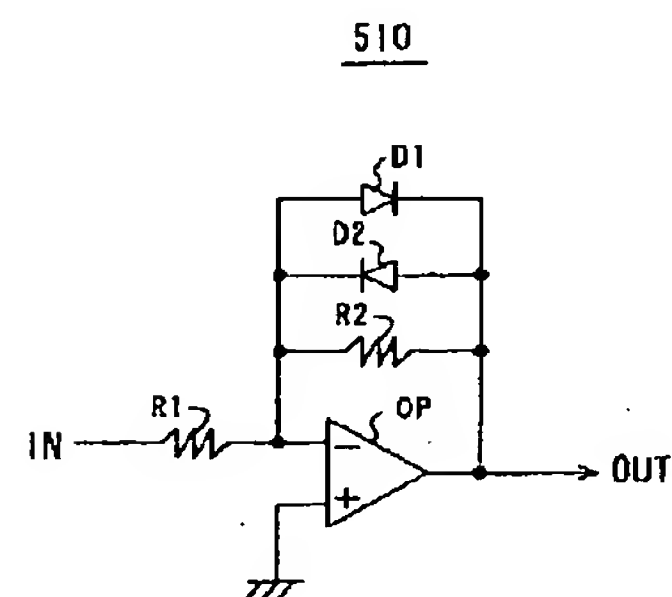
【図6】



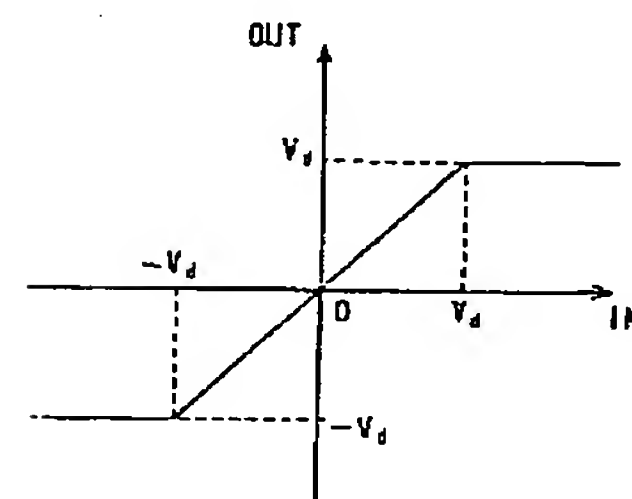
【図4】



【図15】

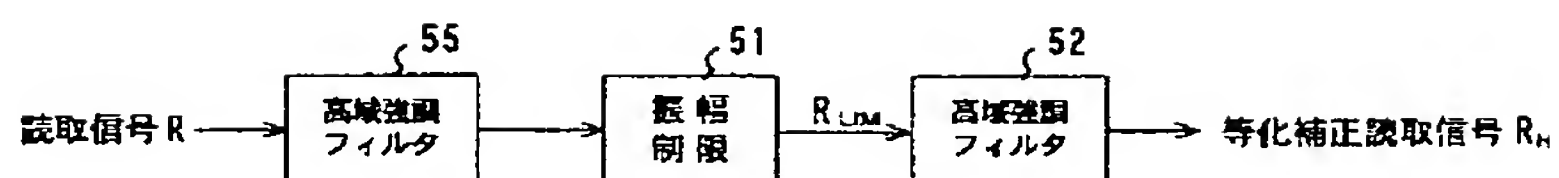


【図16】



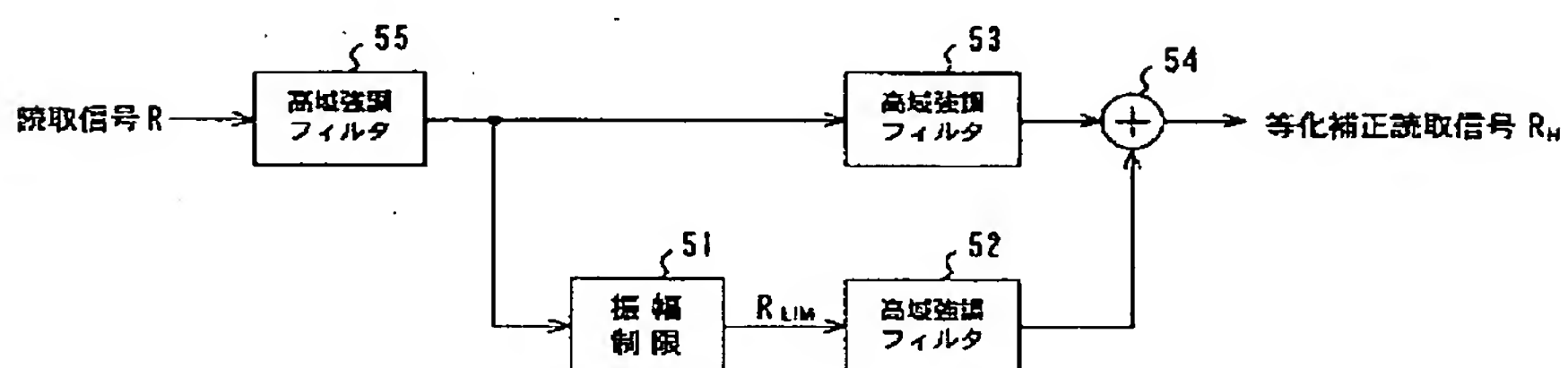
【図7】

5



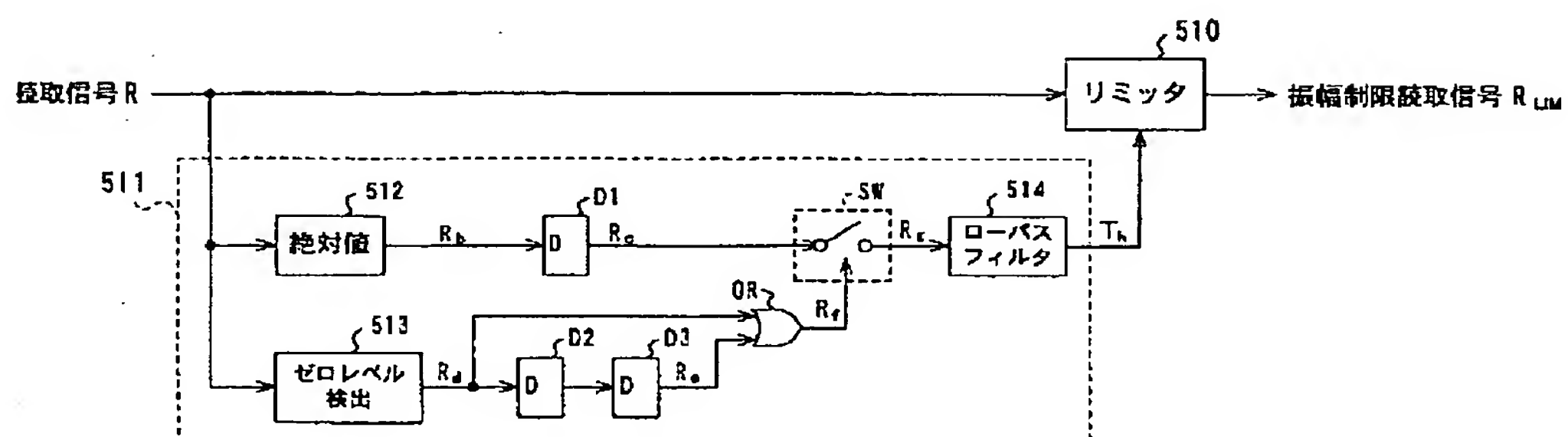
【図8】

5



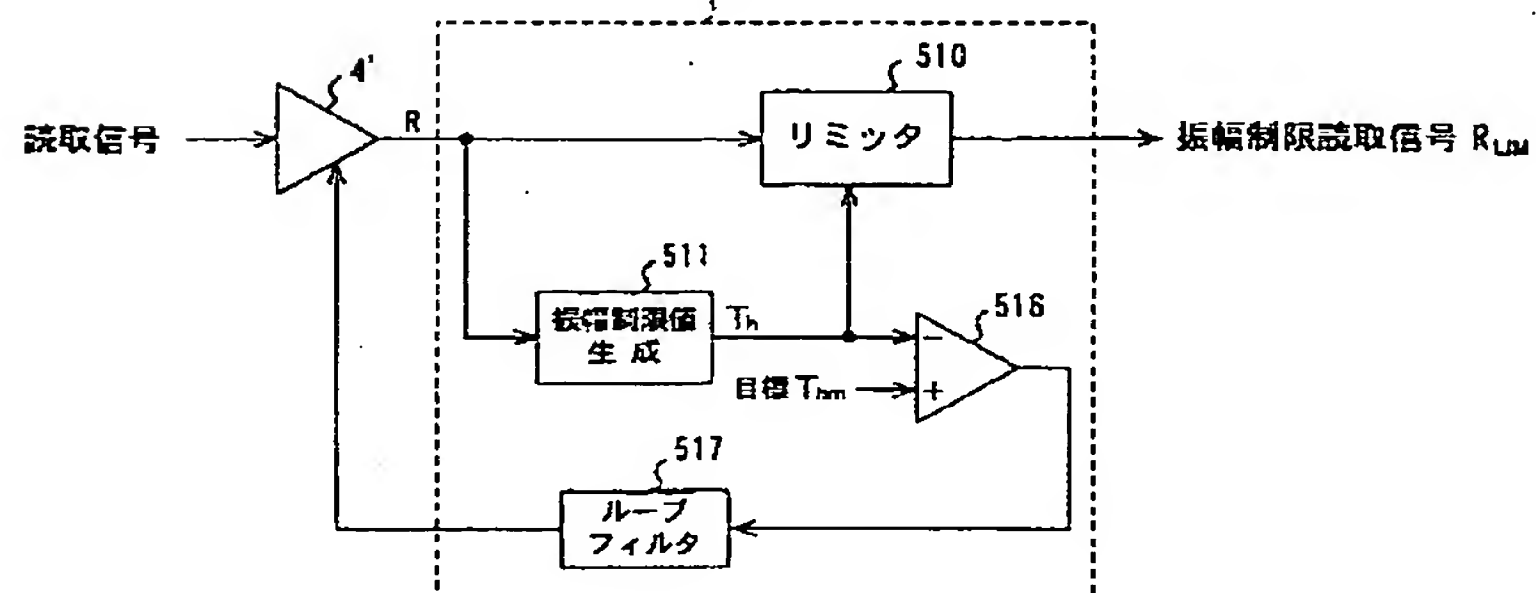
【図9】

51

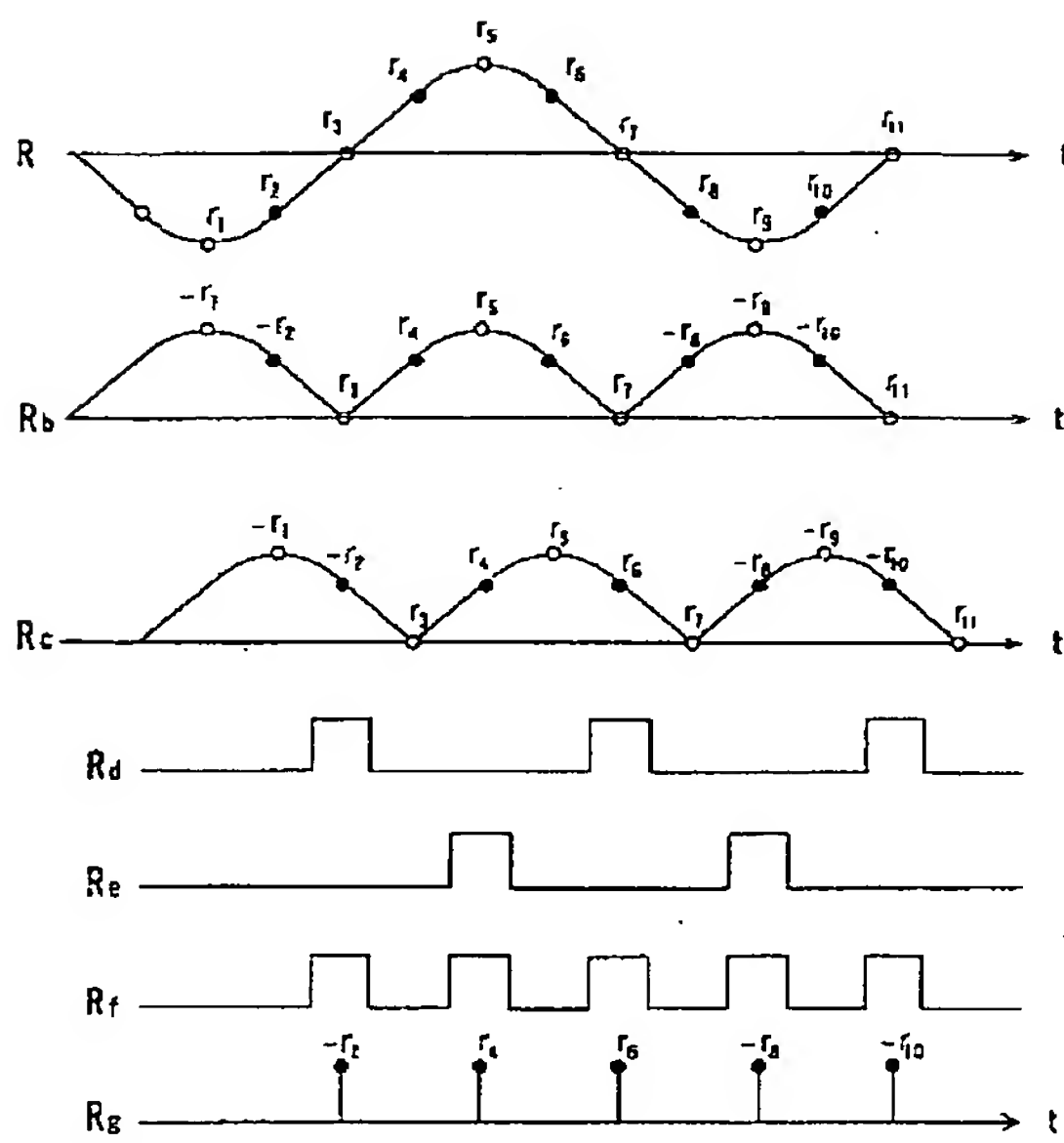


【図11】

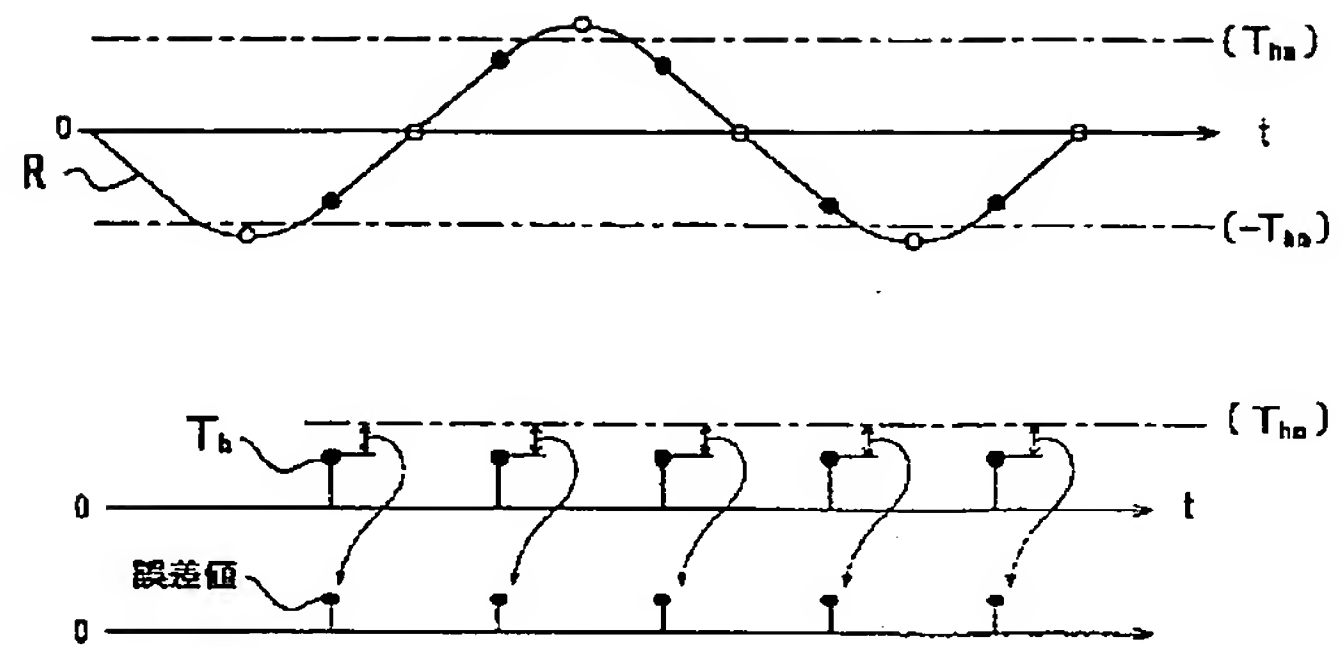
51



【図10】

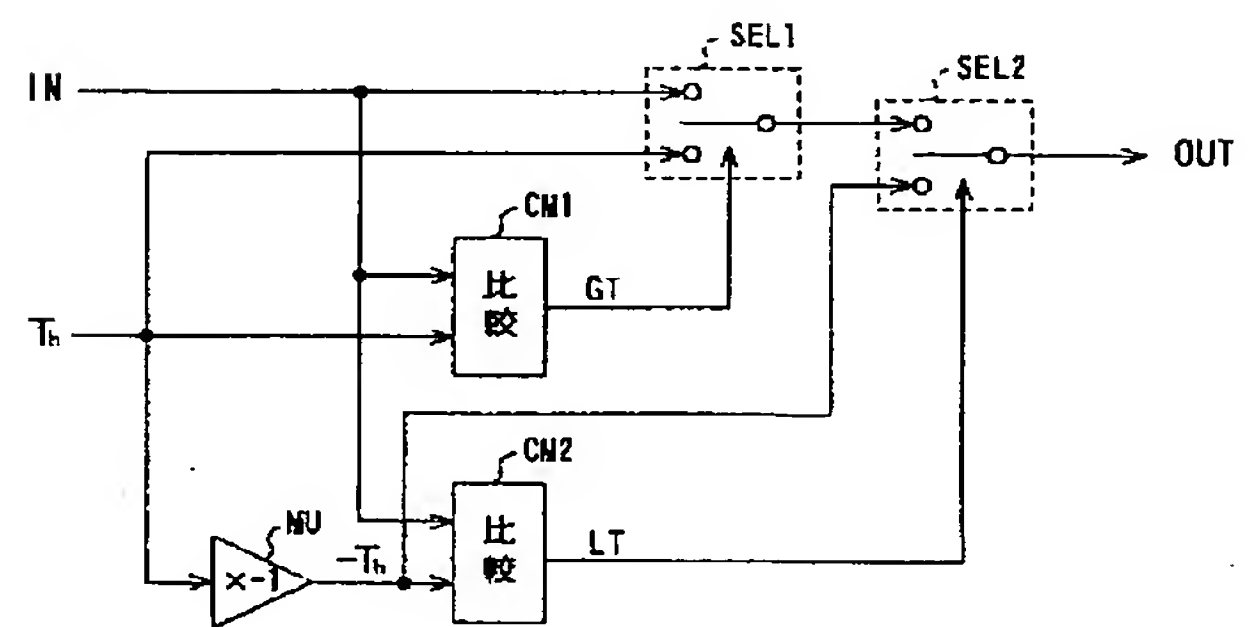


【図12】

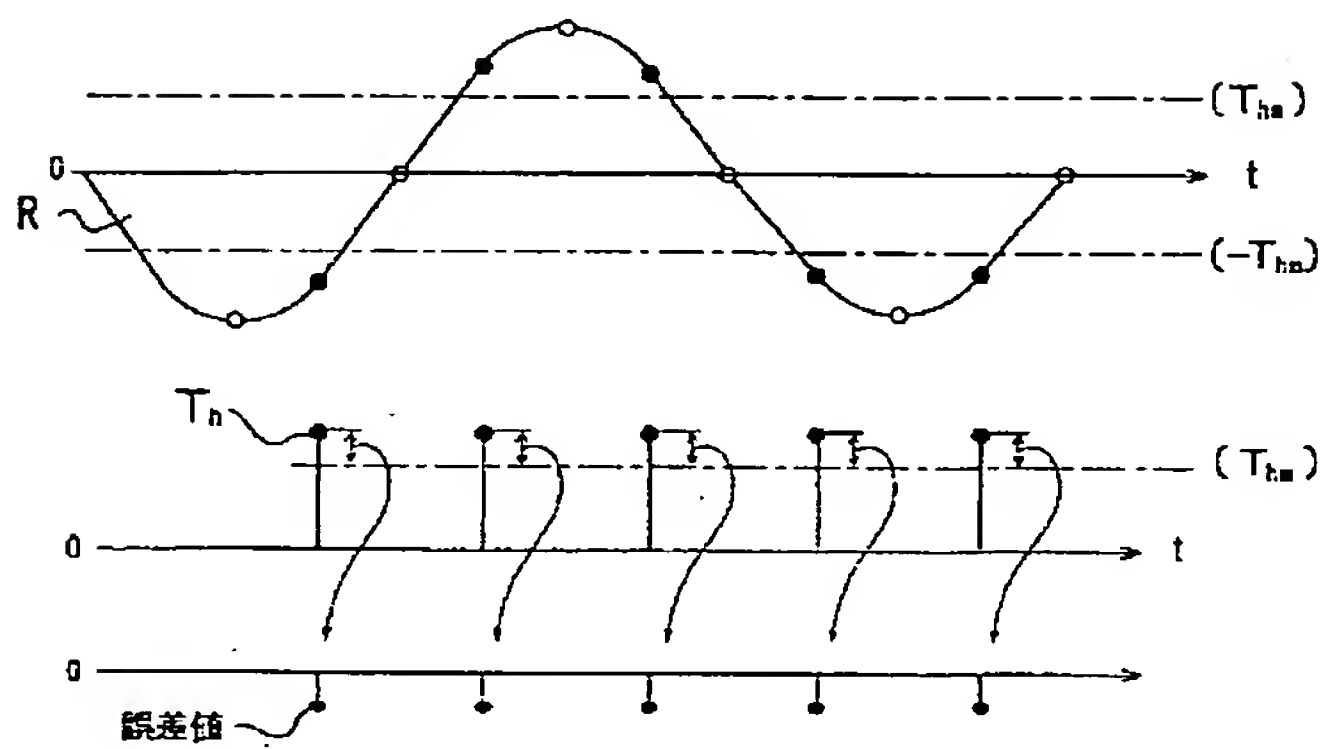


【図17】

510

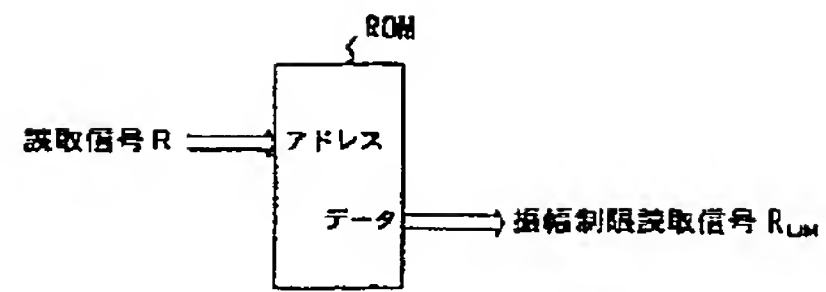


【図13】





【図18】



(a)

アドレス	データ
-128	$-T_h$
-127	$-T_h$
-126	$-T_h$
⋮	⋮
$-T_h-1$	$-T_h$
$-T_h$	$-T_h$
$-T_h+1$	$-T_h+1$
⋮	⋮
-2	-2
-1	-1
0	0
1	1
2	2
⋮	⋮
$T_h-1$	$T_h-1$
$T_h$	$T_h$
$T_h+1$	$T_h$
⋮	⋮
126	$T_h$
127	$T_h$

(b)